

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

2

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

1204CP

(11) N° de publication :
(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

2 491 702

A1

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

(21)

N° 80 21534

(54) Perfectionnements aux circuits de récupération de fréquences porteuse et rythme dans les systèmes de transmission.

(51) Classification internationale (Int. Cl. 7). H 04 L 7/02.

(22) Date de dépôt..... 8 octobre 1980.

(33) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 14 du 9-4-1982.

(71) Déposant : VEILLARD Jacques, TELEDIFFUSION DE FRANCE, établissement public, résidant en France.

(72) Invention de : Jacques Veillard.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Cabinet Plasseraud,
84, rue d'Amsterdam, 75009 Paris.

Perfectiionnements aux circuits de récupération des
fréquences porteuse et rythme dans les systèmes de
transmission

La présente invention concerne les circuits
5 de récupération de la fréquence porteuse ou de la
fréquence rythme dans les systèmes de transmission
et elle trouve des applications particulièrement im-
portantes dans les systèmes de transmission utilisant
la modulation de fréquence ou de phase, pour la récupé-
10 ration de la fréquence porteuse, et dans les systèmes
de transmission numérique dont le signal comporte des
transitions numériques, pour la récupération de la
fréquence rythme.

On connaît déjà de nombreux types de circuits
15 de récupération de fréquence porteuse ou de rythme.
Le brevet FR 76 30684, publié sous le n° 2 367 387, dé-
crit de tels circuits qui comportent un oscillateur
commandé à ondes élastiques de surface. Ces oscilla-
teurs sont d'un coût élevé ; ils ont une gamme de
20 fonctionnement limitée à la gamme comprise entre 100
MHz et 600 MHz environ. Si une liaison est établie
en plusieurs bonds, les dérives des oscillateurs
locaux des relais s'ajoutant, il est à craindre que
la stabilité de l'oscillateur à quartz de l'équipement
25 d'extrémité soit trop importante pour poursuivre la
fréquence incidente.

Une solution couramment utilisée pour
récupérer la fréquence porteuse ou la fréquence rythme
dans un système de transmission numérique consiste
30 à utiliser un circuit comportant une boucle de verrouil-
lage de phase dans laquelle est inséré un oscillateur
à fréquence réglable par une tension de commande.
Comme le rappelle déjà le brevet n° 2 367 387, auquel
on pourra se reporter, la démodulation cohérente dans
un système de transmission numérique à modulation par
35 déplacement de phase à 2, 4, 8 ou 16 états rend
nécessaire la génération d'une onde locale de référence

- 2 -

en phase avec la porteuse du système de transmission ou avec le signal en fréquence intermédiaire en l'absence de modulation. Pour cela, on procède à la multiplication de la fréquence du signal reçu par 4 dans un système à 4 états où la phase peut prendre les valeurs 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$, pour éliminer toute modulation en ramenant la phase à $2K\pi$ avec $K = 0, 1, 2$ ou 3 quel que soit le déplacement de phase à la modulation.

Ce filtrage à bande étroite débarrassant le signal de la modulation est effectué par une boucle à verrouillage de phase du second ordre dans laquelle un signal à la même fréquence que le signal d'entrée apparaît à la sortie de l'oscillateur commandé en tension.

Un tel circuit de récupération de porteuse dans un système de transmission numérique avec démodulation cohérente est montré sur la figure 1 ; il reçoit sur son entrée 28 un signal $y_1(t)$ constitué par une porteuse modulée à N états de phase :

$$y_1(t) = A \sin [2\pi F_0 t + \phi_i(t) + \phi_e(t)]$$

avec F_0 : fréquence centrale de la porteuse.

$$\text{et } \phi_i(t) = i \frac{2\pi}{N}$$

avec $i = 0$ à $N - 1$.

Le terme $\phi_i(t)$ représente la modulation de la phase de la porteuse et le terme $\phi_e(t)$ tient compte du bruit de phase et de la différence de fréquence entre la porteuse et l'oscillateur de la boucle.

Le signal $y_1(t)$ est multiplié en fréquence par N dans le multiplicateur 21. Le signal de sortie $y_2(t)$ du multiplieur est appliqué sur l'entrée 25 du modulateur 22 qui reçoit sur son autre entrée 26 un signal $y_4(t)$ élaboré par une boucle à verrouillage de phase du second ordre. Le signal $u_1(t)$ de sortie du modulateur 22 est appliqué à un filtre passe-bas 23 qui élimine les composantes supérieures. Le signal filtré et amplifié par 27, $u_2(t)$, est appliqué à un oscillateur

- 3 -

20 commandé en fréquence par la tension $u_2(t)$. La fréquence nominale de l'oscillateur 20 est celle du signal $y_1(t)$. Cette fréquence est multipliée par N dans le multiplicateur 24 et le battement des signaux $y_2(t)$ et $y_4(t)$ dans le modulateur 22 donne le signal $u_1(t)$.

A la sortie 29 de l'oscillateur 20, dont la fréquence est commandée par la tension u_2 , apparaît un signal $y_3(t)$ à la même fréquence que le signal $y_1(t)$ filtré et non modulé.

Les signaux qui apparaissent dans le circuit ont l'expression suivante :

Signal à la sortie du multiplicateur de fréquence 21 :

$$y_2(t) = B \sin \left[2\pi N F_0 t + N \phi_e(t) \right] \quad (2)$$

Signal issu de l'oscillateur 20 :

$$y_3(t) = C \cos \left[2\pi F_0 t + \phi_s(t) \right] \quad (3)$$

Signal à la sortie du multiplicateur de fréquence 24 :

$$y_4(t) = D \cos \left[2\pi N F_0 t + N \phi_s(t) \right] \quad (4)$$

Le modulateur 22 est en général un modulateur en anneau qui effectue le produit des signaux y_2 et y_4 et constitue un comparateur de phase. Le produit comporte des termes à la fréquence $2 N F_0$ qui doivent être éliminés par le filtre passe-bas de boucle 23.

Une solution classique pour constituer une boucle du second ordre est d'utiliser un filtre actif passe-bas de type RC avec correction, du genre montré en figure 2. Ce filtre comporte un amplificateur précédé d'une cellule RC constituée de résistances de valeurs R_1 et R_2 et d'une capacité C. La fonction de transfert d'un tel filtre 23 est :

$$F(\omega) = G (1 + j\omega\tau_2) / (1 + j\omega\tau_1) \quad (5)$$

où $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$

et $\tau_2 = R_2 C$,

le gain de l'amplificateur étant G.

La mise en oeuvre de cette solution classique

- 4 -

se heurte à des difficultés importantes, qui apparaissent lorsqu'on analyse les impératifs à atteindre.

- En récupération de porteuse dans un système de transmission numérique, la boucle agit comme un
5 filtre à bande étroite et il faut obtenir une bande équivalente de bruit minimale. Mais le fait de diminuer la bande de bruit, à gain de boucle donné, entraîne une diminution de la plage d'acquisition de la boucle.

- La fréquence libre de l'oscillateur 20 commandé
10 par tension ne peut pas être parfaitement stabilisée lorsque la température varie. Une valeur courante de la dérive est de l'ordre de 300 ppm/°C. Si l'écart de fréquence ΔF_0 entre la fréquence libre de l'oscillateur 20 et la fréquence f_1 du signal d'entrée devient
15 supérieure à la plage d'acquisition, il n'y aura plus d'accrochage de la boucle du second ordre. De plus, lorsque l'acquisition a eu lieu, une variation de la fréquence libre de l'oscillateur 20 entraîne une variation $\Delta\phi$ de la phase de la porteuse récupérée $y_3(t)$
20 donnée par la relation :

$$\Delta\phi = \frac{1}{N} \arcsin \frac{\Delta\omega}{GK} \quad (6)$$

Cette variation de phase entraîne une dégradation du signal modulé en transmission numérique.

Il y a donc intérêt à avoir le gain de boucle
25 maximal, ce qui conduit à augmenter le gain G de l'amplificateur. Mais d'autres phénomènes interviennent alors et limitent l'augmentation du gain : du fait que les constantes de temps parasites interviennent et modifient l'ordre de la boucle, des instabilités peuvent apparaître si le gain est excessif. Il peut même
30 ne plus y avoir d'acquisition possible.

L'invention vise à fournir un circuit de récupération de fréquence porteuse ou rythme répondant mieux que ceux antérieurement connus aux exigences de
35 la pratique, notamment en ce qu'il comporte un filtre

- 5 -

de boucle permettant de tolérer les dérives de l'oscillateur commandé en tension.

Dans ce but, l'invention propose notamment un circuit de récupération de la fréquence porteuse ou rythme dans les systèmes de transmission, comportant: une boucle de verrouillage de phase comportant un comparateur de phase qui reçoit sur une entrée le signal reçu par le circuit et, sur l'autre entrée, la sortie d'un oscillateur commandé en tension; et un filtre de boucle, caractérisé en ce que le filtre est à au moins deux chemins parallèles traitant chacun une partie du spectre des fréquences reçues par le filtre.

Le nombre de chemins sera généralement de 2, dont l'un est destiné à traiter la composante continue du signal d'erreur. Ce dernier comportera généralement un filtre passe-bas et un amplificateur de gain élevé par rapport au gain de l'autre chemin. Cet autre chemin peut également comporter un amplificateur, mais il sera plus fréquemment constitué simplement par un atténuateur à résistances.

Dans l'application de l'invention à la récupération de la fréquence porteuse dans un système de transmission à N déplacements de phase, le circuit sera complété par un multiplicateur par N de la fréquence reçue avant application au comparateur de phase et par un multiplicateur par N de la fréquence de l'oscillateur avant application de cette fréquence au comparateur.

Dans l'application de l'invention à la récupération de la fréquence rythme dans un système de transmission numérique, utilisant typiquement un codage NRZ, le circuit sera complété par un circuit de détection des transitions du signal reçu avant application au comparateur de phase et généralement par un monostable.

L'invention est évidemment susceptible de très nombreuses applications. On peut notamment citer, à titre d'exemples, les systèmes de faisceaux hertziens numériques, pour lesquels on a choisi la modulation par sauts de phase. Alors que les solutions classiques de récupération de porteuse ne permettent pas d'envisager une sécurité suffisante de transmission, les caractéristiques du circuit suivant l'invention s'adaptent à cette application.

10 L'invention sera mieux comprise à la lecture de la description qui suit de circuits qui en constituent des modes particuliers de réalisation, donnés à titre d'exemples non limitatifs, et de la comparaison qui en est faite avec des circuits
15 antérieurement connus.

La description se réfère aux dessins qui l'accompagnent, dans lesquels :

- la figure 1, déjà mentionnée, est un schéma de principe montrant un circuit de récupération
20 de fréquence porteuse suivant l'art antérieur, pour système de transmission à modulation par déplacement de phase à N états ;

- la figure 2 est un schéma de principe montrant une constitution connue du filtre de boucle
25 du circuit de la figure 1 ;

- la figure 3 est un schéma de principe montrant un filtre de boucle suivant l'invention, incorporable dans le circuit représenté sur la figure 1 ;

30 - la figure 4 est un schéma montrant un mode de réalisation suivant l'invention d'une boucle de verrouillage de phase destiné à un système de transmission à modulation par déplacement de phase ;

- la figure 5 est un schéma de principe mon-

trant une constitution possible d'un circuit de récupération de fréquence rythme dans un système de transmission numérique.

Dans un premier mode de mise en oeuvre de l'invention, le circuit de récupération de porteuse dans un système de transmission numérique à démodulation cohérente représenté en figure 1 comporte, dans la boucle à verrouillage de phase, un filtre 23a à bande étroite du signal débarrassé de la modulation qui consiste en deux chemins parallèles, comme représenté sur la figure 3. Ce filtre 23a, qui se substitue au filtre 23, comporte deux voies qui reçoivent l'une et l'autre le signal $u_1(t)$. Une des voies est constituée par un amplificateur 30 de gain G_1 . L'autre voie comporte un filtre passe-bas 31 de type RC suivi d'un amplificateur 32 de gain G_2 . Les signaux de sortie des amplificateurs 30 et 32 sont ajoutés dans un sommateur 33 qui délivre la tension u_2 . L'amplificateur 32 n'agit que sur la composante continue du signal d'erreur : il peut donc avoir un gain G_2 élevé et une bande passante réduite. Il pourra être constitué par un amplificateur opérationnel de type courant. Le gain G_1 de l'amplificateur 30, qui intervient dans l'amplification des composantes alternatives, sera beaucoup plus faible que G_2 .

La fonction de transfert du filtre 23a est :

$$F(\omega) = G_1 + \frac{G_2}{1 + j\omega\tau} \quad \text{avec } \tau = RC \quad (7)$$

ce qui peut encore s'écrire :

$$F(\omega) = (G_1 + G_2) \frac{1 + j\omega\tau \left(\frac{G_1}{G_1 + G_2} \right)}{1 + j\omega\tau} \quad (8)$$

Cette expression est équivalente à celle donnée par la formule (5), pour un filtre classique du type RC avec correction, à condition de poser :

- 8 -

$$\tau_1 = \tau$$

$$\tau_2 = \tau \frac{G_1}{G_1 + G_2}$$

On va maintenant faire apparaître les caractéristiques d'un circuit de récupération de porteuse utilisant ce filtre, de façon à les comparer à celles d'un circuit classique, en supposant que la condition suivante est vérifiée (ce qui est le cas général) :

$$K_0 \tau \gg G$$

$$\text{avec } K_0 = K_1 K_2 G_1$$

10 et $G = \frac{G_1 + G_2}{G_1} \neq \frac{G_2}{G_1}$

Dans ce cas, les caractéristiques de la boucle sont les suivantes :

- Pulsation propre : $\omega_n = \sqrt{\frac{2\pi N \cdot K_0 \cdot G}{\tau}}$ (K_0 étant exprimé en Hz)

15 - Coefficient d'amortissement : $\rho = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\pi N \cdot K_0 \cdot \tau}{G}}$

- Bande équivalente de bruit : $B_N \neq \pi N K_0$

- Plage d'acquisition : $\Delta F_{acq} \neq K_0 \sqrt{2G}$

- Déphasage statistique : $\Delta \phi = \frac{1}{N} \arcsin \frac{\Delta F}{K_0 G}$

On constate que la plage d'acquisition est indépendante de la constante de temps τ et ne dépend que du gain des amplificateurs. Lorsqu'on s'est fixé la bande équivalente de bruit B_N , on peut obtenir la plage d'acquisition désirée en ajustant le gain de l'amplificateur G_2 .

25 On voit que le circuit présente l'avantage de ne

pas entraîner de dégradation du signal démodulé dans le cas où l'écart de fréquence entre la porteuse modulée et l'oscillateur libre de la boucle est relativement important et atteint quelques %. En
 5 conséquence, on peut éviter l'emploi de dispositifs d'aide à l'acquisition relativement complexes et coûteux.

Il faut remarquer que la contrainte que constitue la nécessité d'une bande équivalente de
 10 bruit faible entraîne seulement le choix d'un gain de boucle $K_0 = K_1 K_2 G_1$ faible, en général très inférieur au produit $K_1 K_2$. Dans ce cas, le gain G_1 est inférieur à 1 : l'amplificateur G_1 est alors en fait un atténuateur.

15 La figure 4 montre, à titre d'exemple non limitatif, une réalisation possible d'un circuit de récupération de porteuse incorporant un filtre de boucle à chemins parallèles conforme au schéma de la figure 3. Sur la figure 4, les organes corres-
 20 pondant à ceux déjà représentés portent, pour plus de simplicité, le même numéro de référence.

Le circuit utilise un oscillateur COLPITTS classique, si ce n'est qu'il est à fréquence commandée par tension. Le circuit d'accord de l'oscillateur
 25 est constitué par une self 35 et une diode VARICAP 34 à jonction hyperabrupte (de type MV 1404 par exemple). Ce type de diode permet d'obtenir une réponse fréquence-tension linéaire pour une tension inverse comprise entre 5 et 7 volts environ. L'écart de fréquence
 30 ΔF peut donc s'écrire :

$$\Delta F = K_2 (v_3 - v_4)$$

v_3 et v_4 étant les potentiels aux points indiqués sur la figure 4.

Les deux voies du filtre de boucle 23a
 35 comportent :

- l'une un filtre actif incorporant un

- 10 -

amplificateur opérationnel 32 de gain G_2 ,

- l'autre, un atténuateur à deux résistances 36 et 37 de valeurs R_5 et R_6 .

La tension obtenue en sortie du comparateur 5 de phase 22 étant désignée par u_1 , la tension v_3 à la sortie de l'amplificateur 30 en parallèle avec un circuit constitué d'une résistance R_3 et d'une capacité C_3 sera :

$$v_3 = - G_2 u_1 / (1 + j\omega\tau_3)$$

10 avec $\tau_3 = R_3 C_3$

et $G_1 = R_3/R_4$

Quant à la tension v_4 à la sortie de l'atténuateur à résistances, elle sera :

$$v_4 = G_1 u_1$$

15 avec $G_1 = R_6 / (R_5 + R_6)$

La tension de commande $v_3 - v_4$ appliquée à la diode VARICAP 34 est donc :

$$u_2 = v_3 - v_4 = - (G_1 + \frac{G_2}{1 + j\omega\tau_3}) u_1$$

et la fonction de transfert $F(\omega)$ du filtre :

20
$$F(\omega) = - (G_1 + \frac{G_2}{1 + j\omega\tau_3})$$

Dans ce montage, la sommation des signaux obtenus à la sortie de l'atténuateur et du filtre actif est réalisée simplement en appliquant les tensions en opposition de phase aux deux bornes de la diode VARICAP.

25 Le signal de sortie $y_3(t)$ est récupéré sur l'une des sorties d'un diviseur de puissance 38 dont l'autre sortie alimente le multiplicateur de fréquence 24. Les autres composants du circuit peuvent être 30 classiques.

A titre d'exemples, on appliquera maintenant

- 11 -

les résultats précédents à deux cas particuliers, correspondant à un signal respectivement modulé à 4 et 8 états de phases, dans les deux cas avec une fréquence centrale de la porteuse modulée égale à 100 MHz et une
 5 dérive possible de l'oscillateur de la boucle de ± 1 MHz dans toute la gamme de température de fonctionnement.

1. Récupération de la porteuse d'un signal modulé à 4 états de phase à un débit de 34 Mbits/s

La bande équivalente de bruit B_N nécessaire pour
 10 ne pas entraîner de dégradation du signal démodulé doit être de l'ordre de 1/50ème du débit. On choisira :

$$B_N = \frac{1}{50T} = 680 \text{ kHz}$$

La phase d'acquisition désirée est :

$$\Delta F_{acq} = \pm 1,5 \text{ MHz}$$

15 On déduit des formules précédentes ;

$$K_0 = 54 \text{ kHz}$$

et $G = 1953.$

On suppose de plus que la pente de l'oscilla-
 20 teur est égale à $K_2 = 20 \text{ MHz/volt}$ et que la sensibilité du comparateur de phase est $K_1 = 0,2 \text{ V/rd.}$ On en déduit les gains des amplificateurs de filtre de boucle :

$$G_1 = 0,0135$$

et
 25 $G_2 = 26,4$

On constate que le gain G_2 peut parfaitement être réalisé avec un amplificateur opérationnel du type courant.

La constante de temps τ doit être choisie telle
 30 que $\tau \gg 0,036 \text{ sec.}$

L'écart de phase $\Delta\phi$ dû à un écart de fréquence de 1 MHz entre la porteuse et l'oscillateur non verrouillé est : $0,13^\circ$, donc négligeable.

2. Récupération de la porteuse d'un signal modulé à 8 états de phase à un débit de 70 Mbit/s.

On se fixe les caractéristiques suivantes :

- Bande équivalente de bruit : $B_N = \frac{1}{100T} = 0,7 \text{ MHz}$
- 5 - Plage d'acquisition : $\Delta F_{\text{acq}} = \pm 1,5 \text{ MHz}$

On en déduit :

$$K_0 = 27,8 \text{ kHz}$$

et

$$G = 1455$$

10 Avec $K_1 = 0,2 \text{ V/rd}$ et $K_2 = 20 \text{ MHz/volt}$, on en déduit :

$$G_1 = 6,95 \cdot 10^{-3}$$

$$G_2 = 10,1$$

La condition $K_0 \tau \gg G$ entraîne $\tau \gg 0,05 \text{ sec.}$
L'écart de phase $\Delta \phi$ dû à un écart de fréquence de
15 1 MHz entre la porteuse et l'oscillateur non verrouillé est $0,17 \text{ d}^\circ$, encore négligeable.

Dans un second mode de mise en oeuvre de l'invention, celle-ci est appliquée à un circuit de récupération de la fréquence rythme d'un système de
20 transmission numérique. Le circuit, représenté en figure 5, utilise encore une boucle à verrouillage de phase. Le signal d'entrée y_1 est constitué par un train numérique binaire, typiquement NRZ, chaque état binaire ayant une durée déterminée T. Le circuit
25 comporte une porte "OU EXCLUSIF" d'entrée 50 qui reçoit le signal y_1 directement sur une entrée, par l'intermédiaire d'un circuit RC sur l'autre. Chaque transition du signal binaire produit, en sortie de la porte 50, une impulsion qui est mise en forme par
30 un monostable 51. On obtient ainsi une suite d'impulsions de durée T/2 dont le spectre contient une composante à la fréquence rythme, d'amplitude liée à la probabilité des transitions du signal binaire.

- 13 -

Ce signal est appliqué à une boucle à verrouillage de phase du second ordre 52 qui fournit un signal à la fréquence rythme, synchrone avec le signal binaire incident.

- 5 La boucle 52 a une constitution similaire à celles déjà décrites : elle comporte un modulateur en anneau 55, un filtre 56 et un oscillateur commandé par tension 57 à la sortie duquel apparaît la fréquence rythme $f = 1/T$. Conformément à l'invention le
- 10 filtre 56 est à chemins parallèles traitant chacun une partie du spectre des fréquences et peut notamment avoir l'une des constitutions décrites plus haut.

Revendications

1. Circuit de récupération de la fréquence porteuse ou de rythme dans les systèmes de transmission, comportant une boucle de verrouillage de phase comportant un comparateur de phase (22 ou 55) qui reçoit, sur une entrée, le signal reçu par le circuit et, sur l'autre entrée, la sortie d'un oscillateur (20 ou 57) commandé en tension et un filtre de boucle (23 ou 56), caractérisé en ce que le filtre est à au moins deux chemins parallèles traitant chacun une partie du spectre des fréquences reçues par le filtre.
2. Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que l'un des chemins comporte un filtre passe-bas (31) et un amplificateur (32) de gain élevé par rapport au gain de l'autre chemin (ou des autres chemins).
3. Circuit suivant la revendication 2, caractérisé en ce que l'autre chemin (30) ou l'un des autres chemins est constitué par un atténuateur à résistances (36,37).
4. Circuit suivant l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que l'oscillateur commandé comporte un circuit d'accord à diode VARICAP (34).
5. Circuit, suivant l'une quelconque des revendications précédentes, de récupération de la fréquence porteuse dans un système de transmission numérique à N déplacements de phase, caractérisé en ce qu'il comporte de plus un multiplicateur par N (24) de la fréquence de l'oscillateur (20) avant application au comparateur (22).
6. Circuit, suivant l'une quelconque des revendications 1 à 4, de récupération de la fréquence rythme dans un système de transmission numérique, caractérisé en ce qu'il comporte de plus un circuit de détection des transitions (50) du signal reçu avant application au comparateur de phases (55).

ART ANTÉRIEUR

FIG.1

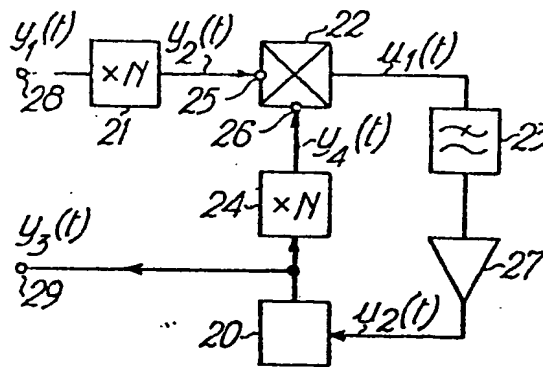


FIG.2

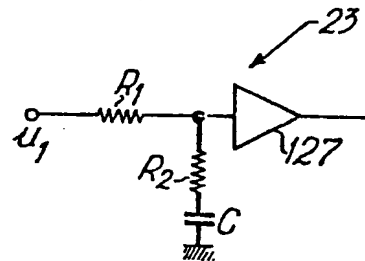


FIG.3

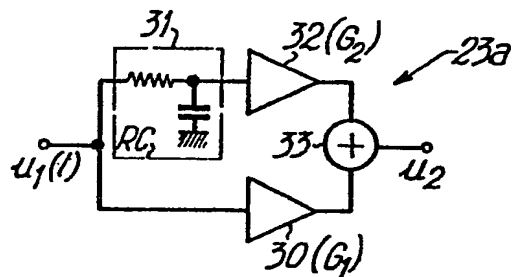


FIG.5

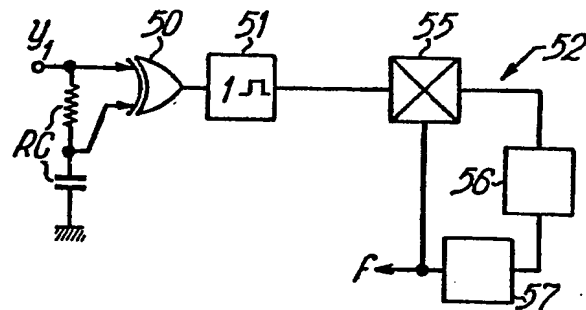


FIG.4

